

(19)



JAPANESE PATENT OFFICE

Jc930 U.S. PTO  
09/694675  
10/24/00

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11) Publication number: **10032516 A**(43) Date of publication of application: **03.02.98**

(51) Int. Cl.

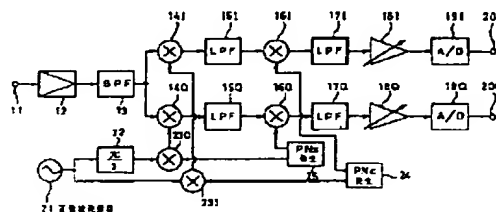
**H04B 1/30****H04B 1/10**(21) Application number: **08186257**(71) Applicant: **SONY CORP**(22) Date of filing: **16.07.96**(72) Inventor: **TAKEUCHI ISAO**(54) **RECEIVER**

## (57) Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To improve receiving performance of the receiver of a direct conversion system by modulating a demodulating local signal by a pseudo noise signal to mix to a reception signal and inversely spreading the mixed signal by the pseudo noise signal to make a base band signal.

**SOLUTION:** Since waves outputted from respective transmitter 21 and  $\pi/2$  phase shifter 22 become local signals spread by multiplying by the respective pseudo noise signals PNC/PNs and supplied to respective mixing circuits 14I/14Q. Then the mixed output of the mixer circuits 14I/14Q is supplied for inverse conversion circuits 16I/16Q respectively through low-pass filters 15I/15Q. A pseudo noise signal PNC outputted by a PN code generation circuit 24 is supplied for the circuit 16I and the demodulated signal of an I component obtained by inversely spreading the demodulated signal by multiplying this pseudo noise signal PNC is made a base band signal. On the other hand, pseudo noise signal PNQ outputted by a PN code generation circuit 25 is supplied for the circuit 16Q and the demodulated signal of a band spread I component is made a base band signal.

COPYRIGHT: (C)1998,JPO



(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平10-32516

(43) 公開日 平成10年(1998) 2月3日

(51) Int.Cl.<sup>6</sup>

H 0 4 B 1/30  
1/10

識別記号

庁内整理番号

F I

H 0 4 B 1/30  
1/10

技術表示箇所

Z

審査請求 未請求 請求項の数 4 · O L (全 7 頁)

(21) 出願番号

特願平8-186257

(22) 出願日

平成 8 年 (1996) 7 月 16 日

(71) 出願人 000002185

ソニー株式会社

東京都品川区北品川 6 丁目 7 番 35 号

(72) 発明者 竹内 勇雄

東京都品川区北品川 6 丁目 7 番 35 号 ソニー株式会社内

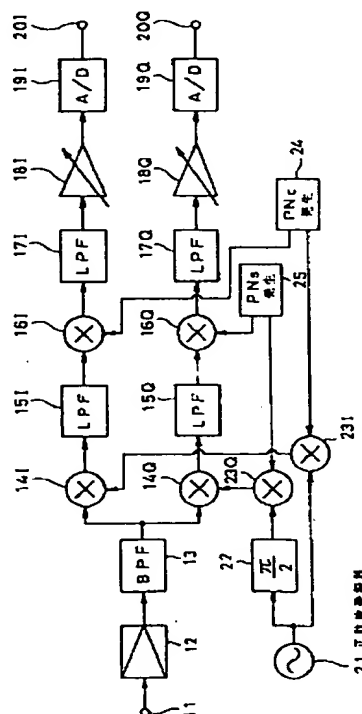
(74) 代理人 弁理士 松隈 秀盛

(54) 【発明の名称】 受信機

(57) 【要約】

【課題】 ダイレクトコンバージョン方式の受信機の受信性能を向上させる。

【解決手段】 正弦波発振器 21 が出力する復調用のローカル信号を、疑似雑音信号発生器 24、25 が出力する疑似雑音信号で変調してから、混合回路 14 I、14 Q で受信信号に混合して復調すると共に、この復調信号を逆拡散回路 16 I、16 Q で疑似雑音信号により逆拡散してベースバンド信号とする。



— 実施例の構成 —

## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 復調用のローカル信号発生手段と、  
疑似雑音信号発生手段と、  
上記ローカル信号発生手段が出力するローカル信号を、  
上記疑似雑音信号発生手段が出力する疑似雑音信号で変調して拡散する拡散手段と、  
上記拡散手段で拡散されたローカル信号を、受信信号に混合する混合手段と、  
上記混合手段の出力を、上記疑似雑音信号発生手段が出力する疑似雑音信号で逆拡散してベースバンド信号とする逆拡散手段とを備えた受信機。

【請求項 2】 上記受信信号として、2 系統の信号が直交変調されて伝送される信号とし、  
上記拡散手段と上記混合手段と上記逆拡散手段として、それぞれ第 1 及び第 2 の 2 つの手段を備え、  
上記ローカル信号発生手段の出力を所定位相遅延させる移相手段を設けて、この移相手段で移相されたローカル信号を、第 1 の拡散手段で拡散した後、第 1 の混合手段で受信信号に混合した後、第 1 の逆拡散手段に供給して、一方の系統のベースバンド信号を得、  
上記ローカル信号発生手段が出力するローカル信号を、第 2 の拡散手段で拡散した後、第 2 の混合手段で受信信号に混合した後、第 2 の逆拡散手段に供給して、他方の系統のベースバンド信号を得るようにした請求項 1 記載の受信機。

【請求項 3】 上記第 1 の拡散手段及び第 1 の逆拡散手段に供給する疑似雑音信号と、上記第 2 の拡散手段及び第 2 の逆拡散手段に供給する疑似雑音信号とを、別の疑似雑音信号とした請求項 2 記載の受信機。

【請求項 4】 上記第 1 の混合手段の出力と上記第 2 の混合手段の出力とを、1 系統の信号とし、この 1 系統の出力を所定のフィルタを介して上記第 1 及び第 2 の逆拡散手段に供給するようにした請求項 3 記載の受信機。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、携帯電話機などの通信装置の受信回路に適用して好適な受信機に関する。

## 【0002】

【従来の技術】所定の周波数で伝送される無線信号などを受信する受信機として、ダイレクトコンバージョン方式の受信機と称されるものが開発されている。図 3 は、従来のダイレクトコンバージョン方式の受信機の一例を示す図で、入力端子 5 1 に得られる受信信号を、ローノイズアンプ 5 2 とバンドパスフィルタ 5 3 を介して一方の混合回路 5 5 I に供給すると共に、バンドパスフィルタ 5 3 の出力を  $\pi/2$  移相器 5 4 (ここでの  $\pi/2$  とは受信する希望波の変調周波数に対する  $\pi/2$ ) を介して他方の混合回路 5 5 Q に供給する。ここで、両混合回路 5 5 I、5 5 Q には、発振器 5 6 の発振出力 (正弦波信号) がローカル信号として供給され、受信信号とローカ

ル信号との混合で、所定の周波数の受信信号をベースバンド信号に復調する。ここで、混合回路 5 5 I で復調される信号と混合回路 5 5 Q で得られる信号は、位相が  $90^\circ$  ( $\pi/2$ ) ずれた信号であり、I 成分と Q 成分とが直交変調された信号を復調する。

【0003】そして、混合回路 5 5 I で得られた I 成分と、混合回路 5 5 Q で得られた Q 成分を、それぞれローパスフィルタ 5 7 I 及び 5 7 Q と、可変ゲインアンプ 5 8 I 及び 5 8 Q を介して、アナログ/デジタル変換器 5 9 I 及び 5 9 Q に供給し、それぞれの成分の受信データを得る。そして、各アナログ/デジタル変換器 5 9 I、5 9 Q で得られた受信データを、出力端子 6 0 I、6 0 Q から受信データのベースバンド処理回路 (図示せず) に供給して、ベースバンド系の受信処理を行う。

【0004】このように構成される受信回路は、ダイレクトコンバージョン方式の受信回路と称され、受信した信号から直接ベースバンド信号を得る復調処理が行われて、中間周波信号に変換する処理を必要としない簡単な回路構成で、受信処理が行われる。

## 【0005】

【発明が解決しようとする課題】ところが、このような中間周波信号に変換されずに直接ベースバンド信号を得るダイレクトコンバージョン方式の受信処理の場合には、混合回路に供給するローカル信号が、受信周波数に対応した周波数であるため、受信機内の他の回路に漏洩して、妨害を与える不都合があった。また、中間周波信号に変換して処理を行う場合には、この中間周波信号の段階でフィルタで希望波を抽出する処理を行ってからベースバンド信号に変換する処理を行うため、ベースバンド信号に不要成分が混入する可能性が少ないが、図 3 に示したようなダイレクトコンバージョン方式の場合には、可変ゲインアンプ 5 8 I 及び 5 8 Q で増幅する信号に 2 次歪み成分が混入すると言う問題があった。

【0006】このようにローカル信号の漏洩やアンプでの 2 次歪みがあると、受信データのビット誤り率が悪くなってしまう。

【0007】本発明の目的は、ダイレクトコンバージョン方式の受信機の受信性能を向上させることにある。

## 【0008】

【課題を解決するための手段】本発明は、復調用のローカル信号を疑似雑音信号で変調してから受信信号に混合し、この混合信号を疑似雑音信号で逆拡散してベースバンド信号とするようにしたものである。

【0009】かかる構成によると、復調処理に使用されるローカル信号が帯域拡散された信号となって正弦波信号でなくなり、受信信号に対して直接的に妨害を与えることがなくなると共に、混合信号が帯域拡散されるので、2 次歪み成分を取り除くことができる。

## 【0010】

【発明の実施の形態】以下、本発明の一実施例を図 1 を

参照して説明する。

【0011】本例においては、伝送信号がQPSK (Quadrature Phase shift Keying) 変調方式により変調された信号の送受信を行う無線電話機(携帯電話機)の受信系回路に適用した例を示し、ダイレクトコンバージョン方式の受信回路としたものであり、その構成を図1に示す。

【0012】本例においては、入力端子11に得られる受信信号を、ローノイズアンプ12とバンドパスフィルタ13を介して一方及び他方の混合回路14I及び14Qに供給する。この2つの混合回路14I及び14Qは、受信信号に含まれるI成分の混合回路14IとQ成分の混合回路14Qとしてある。

【0013】ここで、各混合回路14I、14Qに供給するローカル信号について説明すると、正弦波発振器21は、受信周波数に対応した周波数の正弦波信号を発振する発振器で、この発振器21の正弦波出力を、一方の拡散回路23Iに直接供給すると共に、発振器21の正弦波出力を、 $\pi/2$ 移相器22により信号位相を $\pi/2$ (QPSK変調信号の周波数に対して $90^\circ$ )移相させた信号を、他方の拡散回路23Qに供給する。そして、一方の拡散回路23Iには、PN符号発生回路24が出力する疑似雑音信号PNcが供給され、正弦波に疑似雑音信号PNcが乗算された信号を、ローカル信号として混合回路14Iに供給する。また、他方の拡散回路23Qには、PN符号発生回路25が出力する疑似雑音信号PNsが供給され、正弦波に疑似雑音信号PNsが乗算された信号を、ローカル信号として混合回路14Qに供給する。

【0014】各PN符号発生回路24、25が出力する疑似雑音信号PNc及びPNsは、疑似的に生成される雑音信号であり、M系列符号発生回路などを使用して周期性のあるランダム符号を生成させる。或いは、完全に周期性のないランダム符号を疑似雑音信号としても良い。但し、いずれの場合でも、本例の回路で使用される疑似雑音信号PNc及びPNsは、拡散回路23I及び23Qで拡散された信号が、受信する希望波であるQPSK信号の信号帯域よりも十分に大きい帯域に拡散されるような信号としてある。また、本例の各PN符号発生回路24、25が出力する疑似雑音信号PNcとPNsは、ここでは別の信号(即ち信号の生成順序などが異なる信号)としてある。

【0015】従って、疑似雑音信号PNcの乗算により、発振器21が出力する正弦波出力が拡散されたローカル信号となって、混合回路14Iに供給され、混合回路14Iが出力するI成分の復調信号としては、帯域が十分に拡散された信号となる。同様に、疑似雑音信号PNsの乗算により、 $\pi/2$ 移相器22が出力する正弦波出力が拡散されたローカル信号となって、混合回路14Qに供給され、混合回路14Qが出力するQ成分の復調

信号としては、帯域が十分に拡散された信号となる。

【0016】そして、混合回路14I及び14Qの混合出力を、それぞれローパスフィルタ15I及び15Qを介して、逆拡散回路16I及び16Qに供給する。逆拡散回路16Iには、PN符号発生回路24が出力する疑似雑音信号PNcが供給され、この疑似雑音信号PNcの乗算により、復調信号の逆拡散処理(即ち拡散回路23Iでの拡散の逆の処理)を行い、帯域拡散されたI成分の復調信号をベースバンド信号とする。また、逆拡散回路16Qには、PN符号発生回路25が出力する疑似雑音信号PNsが供給され、この疑似雑音信号PNsの乗算により、復調信号の逆拡散処理(即ち拡散回路23Qでの拡散の逆の処理)を行い、帯域拡散されたQ成分の復調信号をベースバンド信号とする。

【0017】なお、PN符号発生回路24から、拡散回路23Iと逆拡散回路16Iに供給される疑似雑音信号PNcは、同一の信号であるが、拡散回路23Iから逆拡散回路16Iまでの信号処理に要する時間だけ、逆拡散回路16Iに供給するタイミングを遅らせる必要がある。PN符号発生回路25から、拡散回路23Qと逆拡散回路16Qに供給される疑似雑音信号PNsのタイミングについても同様である。但し、拡散回路23I、23Qから逆拡散回路16I、16Qまでの信号処理に要する時間が、信号処理の上で無視できるほど小さい場合には、タイミングを遅らせる必要はない。

【0018】そして、逆拡散回路16I及び16Qが出力するベースバンド信号を、ローパスフィルタ17I及び17Qと、可変ゲインアンプ18I及び18Qを介して、アナログ/デジタル変換器19I及び19Qに供給し、それぞれの成分の受信データを得る。そして、各アナログ/デジタル変換器19I、19Qで得られた受信データを、出力端子20I、20Qから受信データのベースバンド処理回路(図示せず)に供給して、ベースバンド系の受信処理を行う。

【0019】このように構成される本例の受信回路によると、受信信号から希望波を直接ベースバンド信号に変換する(即ち中間周波信号を介さずに直接ベースバンド信号を得る)いわゆるダイレクトコンバージョン方式の受信回路としてあるが、ローカル信号による妨害や2次歪みなどが少ない性能の良い受信処理が可能になる。即ち、復調処理に使用されるローカル信号が帯域拡散された信号となって正弦波信号でなくなり、この帯域で使用されているQPSK信号に対してローカル信号が妨害を与えることがなくなり、ローカル信号が受信信号に対して直接的に妨害を与えなくなる。また、混合回路が出力する混合出力信号が帯域拡散された信号となるので、効果的に2次歪み成分が除去される。従って、出力端子20I、20Qから出力される受信データのビット誤り率を、従来のダイレクトコンバージョン方式の受信回路に比べて低減させることができる。

【0020】ここで、本例の受信回路での受信処理で、2次歪み成分が除去されることを、数式を用いて以下に説明する。まず、入力端子11に得られる受信信号 $RF_{in}$ より抽出される希望波 $R(t)$ は、次式で示される。

【0021】

$$【数1】 R(t) = R_c(t) \cos(\omega_c t + \theta(t)) + R_s(t) \sin(\omega_c t + \theta(t))$$

【0022】また、受信信号 $RF_{in}$ に含まれる妨害波 $R_{ind}(t)$ は、次式で示される。なお、ここでは妨害波は説明を簡単にするために無変調波としてある。

【0023】

【数2】

$$R_{ind}(t) = R_{cnd}(t) \cos((\omega_c + \omega_\Delta)t) + R_{snd}(t) \sin((\omega_c + \omega_\Delta)t)$$

【0024】そして、混合回路14I、14Qが出力する混合出力信号 $M(t)$ は、次式で示される。

【0025】

【数3】

$$M(t) = \{R(t) + R_{ind}(t) + L(t)\}^2 \quad 20$$

【0026】ここで、混合回路14Iで乗算されるローカル信号 $L_c(t)$ と、混合回路14Qで乗算されるローカル信号 $L_s(t)$ を、【数4】式及び【数5】式に

$$M_c(t) = R_c^2(t) \cos^2(\omega_c t + \theta(t))$$

$$+ R_s^2(t) \sin^2(\omega_c t + \theta(t))$$

$$+ R_{cnd}^2(t) \cos^2((\omega_c + \omega_\Delta)t)$$

$$+ R_{snd}^2(t) \sin^2((\omega_c + \omega_\Delta)t)$$

$$+ PN_c^2(t) \cos^2(\omega_c t)$$

$$+ 2R_c(t)R_s(t)\cos(\omega_c t + \theta(t))\sin(\omega_c t + \theta(t))$$

$$+ 2R_c(t)R_{cnd}(t)\cos(\omega_c t + \theta(t))\cos((\omega_c + \omega_\Delta)t)$$

$$+ 2R_c(t)R_{snd}(t)\cos(\omega_c t + \theta(t))\sin((\omega_c + \omega_\Delta)t)$$

$$+ 2R_c(t)PN_c(t)\cos(\omega_c t + \theta(t))\cos(\omega_c t)$$

$$+ 2R_s(t)R_{cnd}(t)\sin(\omega_c t + \theta(t))\cos((\omega_c + \omega_\Delta)t)$$

$$+ 2R_s(t)R_{snd}(t)\sin(\omega_c t + \theta(t))\sin((\omega_c + \omega_\Delta)t)$$

$$+ 2R_s(t)PN_c(t)\sin(\omega_c t + \theta(t))\cos(\omega_c t)$$

$$+ 2R_{cnd}(t)R_{snd}(t)\cos((\omega_c + \omega_\Delta)t)\sin((\omega_c + \omega_\Delta)t)$$

$$+ 2R_{cnd}(t)PN_c(t)\cos((\omega_c + \omega_\Delta)t)\cos(\omega_c t)$$

$$+ 2R_{snd}(t)PN_c(t)\sin((\omega_c + \omega_\Delta)t)\cos(\omega_c t)$$

【0033】この【数7】式から $2\omega$ 成分を取り除くと、次式ようになる。

示すように定義する。なお、 $PN_c(t)$ 及び $PN_s(t)$ は、各PN符号発生回路24及び25が出力する疑似雑音信号 $PN_c$ 及び $PN_s$ を示す。

【0027】

$$【数4】 L_c(t) = PN_c(t) \cos(\omega_c t)$$

【0028】

$$【数5】 L_s(t) = PN_s(t) \sin(\omega_c t)$$

【0029】混合出力信号 $M(t)$ にローカル信号 $L_c(t)$ を乗算した混合出力信号を、 $M_c(t)$ として示すと、この混合出力信号 $M_c(t)$ は、以下のように示される。

【0030】

【数6】

$$M_c(t) = \{R_c(t) \cos(\omega_c t + \theta(t))$$

$$+ R_s(t) \sin(\omega_c t + \theta(t))$$

$$+ R_{cnd}(t) \cos((\omega_c + \omega_\Delta)t)$$

$$+ R_{snd}(t) \sin((\omega_c + \omega_\Delta)t)$$

$$+ PN_c(t) \cos(\omega_c t)\}^2$$

【0031】この【数6】式は、以下のように変形できる。

【0032】

【数7】

【0034】

【数8】

$$M_c(t) = \frac{1}{2} \{ R_c^2(t) + R_s^2(t) + R_{cud}^2(t) + R_{sud}^2(t) + PN_c^2(t) \} \\ + R_c(t) R_{cud}(t) \cos(\omega_a t - \theta(t)) \\ + R_c(t) PN_c(t) \cos(\theta(t)) \\ + R_s(t) R_{sud}(t) \sin(\omega_a t - \theta(t)) \\ + R_{cud}(t) PN_c(t) \cos(\omega_a t)$$

【0035】ここで、 $PN_c^2(t) = 1$ であり、逆拡散回路16Iで混合出力信号 $M_c(t)$ に疑似雑音信号 $PN_c(t)$ が乗算されると、〔数8〕式の第1項と第2項と第4項は拡散されると共に、第3項と第5項は逆拡散されて、逆拡散回路16Iの逆拡散出力 $m_c(t)$ は、次式のようになる。

【0036】

〔数9〕

$$m_c(t) = PN_c(t) \left\{ \frac{1}{2} \{ R_c^2(t) + R_s^2(t) + R_{cud}^2(t) + R_{sud}^2(t) + 1 \} \right. \\ + R_c(t) R_{cud}(t) \cos(\omega_a t - \theta(t)) \\ + R_s(t) R_{sud}(t) \sin(\omega_a t - \theta(t)) \\ \left. + R_c(t) \cos(\theta(t)) + R_{cud}(t) \cos(\omega_a t) \right\}$$

【0037】この場合、疑似雑音信号 $PN_c(t)$ が希望波の信号帯域より十分に大きい帯域に拡散されていれば、次式のように定義でき、2次歪み成分を取り除くことができることが判る。

【0038】

〔数10〕

$$M_c(t) \simeq R_c(t) \cos(\theta(t)) + R_{cud}(t) \cos(\omega_a t)$$

【0039】なお、上述実施例においては、I成分を復調するのに使用する疑似雑音信号 $PN_c$ と、Q成分を復調するのに使用する疑似雑音信号 $PN_s$ とを、それぞれ別の信号としたが、図1のようにI成分の信号処理系とQ成分の信号処理系とが完全に分かれている場合には、同一の疑似雑音信号を使用しても差し支えない。

【0040】これに対し、I成分を混合するのに使用する疑似雑音信号 $PN_c$ と、Q成分を混合するのに使用する疑似雑音信号 $PN_s$ とを、それぞれ別の信号とした場合には、混合回路14I、14Qの出力から逆拡散回路16I、16Qの入力までの受信信号処理系を、1系統の回路とすることが可能になる。図2は、この場合の例を示す図で、図1に対応する部分には同一符号を付す。

【0041】図2に示す例について説明すると、各混合回路14I、14Qの出力を、共通のローパスフィルタ26に供給して低域成分を除去する。そして、このローパスフィルタ26の出力を、各逆拡散回路16I、16Qに供給し、逆拡散回路16Iでは、PN符号発生回路24が出力する疑似雑音信号 $PN_c$ をフィルタ26の出力に乘算して逆拡散して、I成分のベースバンド信号を得る。また、逆拡散回路16Qでは、PN符号発生回路

25が出力する疑似雑音信号 $PN_s$ をフィルタ26の出力に乘算して逆拡散して、Q成分のベースバンド信号を得る。その他の部分は、図1に示す受信回路と同様に構成する。

【0042】この図2に示すように構成することで、各系統で異なるPN符号を使用しているの、逆拡散時にI成分とQ成分とを分離することができる。従って、混合してから逆拡散するまでの信号処理系を1系統とすることができる、それだけ受信回路の構成を簡単にすることができる。特に図2に示すように、フィルタ26などの混合回路と逆拡散回路との間にある回路部品を、2系統用意する必要がなくなり、それだけ回路構成を簡単にすることができる。

【0043】また、上述実施例ではQPSK変調方式の信号の復調を行う受信機に適用したが、他の変調方式により変調された伝送信号を受信する受信機にも適用できることは勿論である。

【0044】

【発明の効果】本発明によると、復調処理に使用されるローカル信号が帯域拡散された信号となって正弦波信号でなくなり、受信信号に対して直接的に妨害を与えることがなくなると共に、混合信号が帯域拡散されるので、2次歪み成分を取り除くことができ、ダイレクトコンバージョン方式で受信処理した場合の、受信データのビット誤り率を低減させることができる。

【0045】この場合、受信信号として、2系統の信号が直交変調されて伝送される信号とし、各系統毎に個別に拡散されたローカル信号を個別に混合し、個別に逆拡散して、各系統のベースバンド信号を得るようにしたことで、各系統の伝送信号を良好に復調処理できる。

【0046】また、この各系統の信号を個別に混合処理する場合に、各系統で別の疑似雑音信号を使用して混合処理することで、逆拡散時に各系統毎の疑似雑音信号により両系統の信号を判別して抽出できるようになり、拡散されたローカル信号により混合してから逆拡散するまでの処理を、2系統の受信信号を1系統に統合して処理できるようになる。

【0047】さらに、この混合してから逆拡散するまでの処理を、2系統の受信信号を1系統に統合して処理する場合に、1系統の混合出力を所定のフィルタを介して各逆拡散手段に供給することで、混合出力信号を通過させるフィルタを、各系統毎に用意する必要がなく、直交変調された信号の受信処理を簡単な構成で実現できる。

## 【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明の一実施例の回路構成を示すブロック図である。

【図 2】 本発明の他の実施例の回路構成を示すブロック図である。

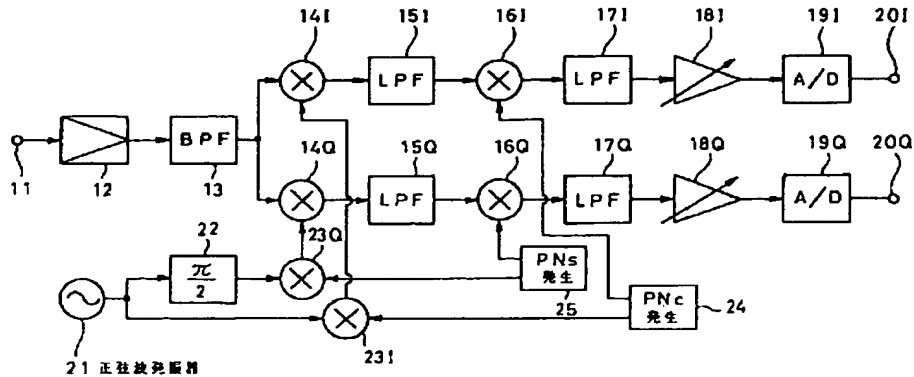
【図 3】 従来のダイレクトコンバージョン方式の受信機

の一例を示すブロック図である。

## 【符号の説明】

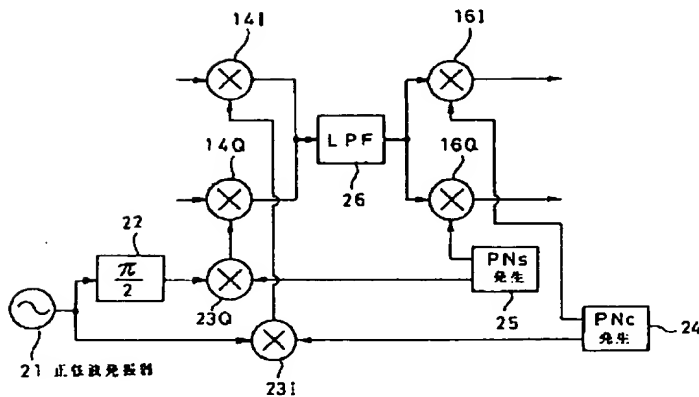
11 受信信号入力端子、14I、14Q 混合回路、16I、16Q 逆拡散回路、21 正弦波発振器、22  $\pi/2$  移相器、23I、23Q 拡散回路、24、25 PN符号発生回路、26 ローパスフィルタ

【図 1】



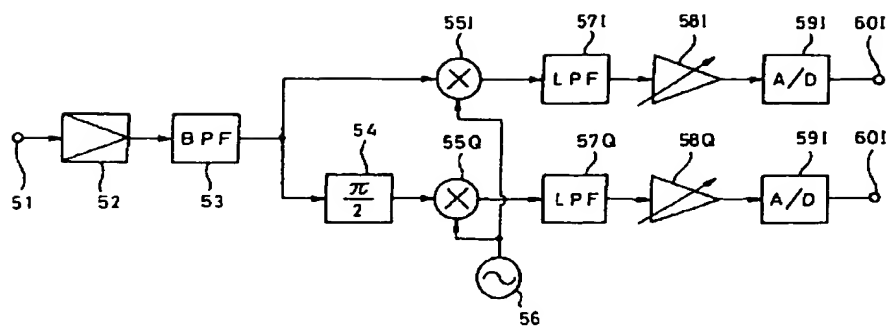
一実施例の構成

【図 2】



他の実施例の構成

【図3】



従来のダイレクトコンバージョン受信機の例